

JP2002-164814A

CORRELATION DETECTOR OF SPREAD SPECTRAM RECEIVER

Date of publication of application : 07.06.2002

Application number : 2000-358189

Applicant : NIPPON SOKEN INC

DENSO CORP

Date of filing : 24.11.2000

Inventor : HATTORI TOSHIHIRO

MORITA HIDEYUKI

SATO TATSUYA

Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To obtain a correlation output which is immune to frequency changes and is excellent in noise-resistant characteristic.

SOLUTION: In this correlation detector, an inverse spread circuit 10 performs inverse spread digital signals ID, QD using spread codes Ci, Cq, a complex conjugate multiplier 60 determines multiplication signals IV, QV, averaging circuits 70a and 70b vector-average the multiplication signals IV, QV over prescribed symbols, the power value (IX^2+QX^2) is determined by squarers 80a, 80b and an adder 90, a multiplication result $\{K \cdot (IX^2+QX^2)\}$ is determined by a coefficient multiplier 100, squarers 30a, 30b determine the power value (IW^2+QW^2) of integral values IW, QW of prescribed symbols together with an adder 40, an averaging circuit 50 determines the average value HD of the power value, and an adder 110 adds the multiplication result $\{K \cdot (IX^2+QX^2)\}$ to the average value HD of the power value and outputs the result of as the addition a correlation output.

【特許請求の範囲】

【請求項1】 受信信号と拡散符号との相関出力を出力するスペクトラム拡散受信機の相関検出器であって、前記受信信号を直交検波する直交検波手段（1 a、1 b）と、前記直交検波手段の出力を前記拡散符号によって逆拡散して逆拡散信号を出力する逆拡散手段（1 0）と、前記逆拡散信号を定常的に同一位相となる同相信号に変換する変換手段（6 0）と、前記同相信号を所定期間に亘りベクトル平均する第1の平均手段（7 0 a、7 0 b）と、前記第1の平均手段の出力の電力情報を求める第1の電力算出手段（8 0 a、8 0 b）と、前記逆拡散信号の電力情報を前記所定期間に亘り算出する第2の電力算出手段（3 0 a、3 0 b）と、前記第2の電力算出手段の出力を平均する第2の平均手段（5 0）と、前記第2の平均手段の出力と前記第1の電力算出手段の出力とに応じて、前記相関出力を求める相関算出手段（1 0 0、1 1 0）とを有することを特徴とするスペクトラム拡散受信機の相関検出器。

【請求項2】 前記相関算出手段は、前記第2の平均手段の出力と前記第1の電力算出手段の出力とのうち何れか一方に係数を乗算する乗算手段（1 0 0）と、前記係数を乗算された前記一方と、前記第2の平均手段の出力と前記第1の電力算出手段の出力のうち他方とを加算することにより、前記相関出力を求める加算手段（1 1 0）とを有することを特徴とする請求項1に記載のスペクトラム拡散受信機の相関検出器。

【発明の詳細な説明】

【0 0 0 1】

【発明の属する技術分野】本発明は、スペクトラム拡散受信機の相関検出器に関する。

【0 0 0 2】

【従来の技術】従来、CDMA（符号分割多元接続）方式を用いた通信方式では、基地局の送信時に、情報信号及びパイロット信号（既知信号）が、拡散コードによってスペクトラム拡散され、搬送波によって直交変調されて送信されるようにしたものがある。拡散コードとしては、第1及び第2のチャネライゼーションコード（Channelization Code）とスクランブルコード（Scramble Code）とが採用されている。

【0 0 0 3】ここで、情報信号は、第1のチャネライゼーションコードによってスペクトラム拡散され、更に、スクランブルコードでスペクトラム拡散されている。また、パイロット信号は、第2のチャネライゼーションコードによってスペクトラム拡散され、更に、スクランブルコードによってスペクトラム拡散されている。このよ

うに、基地局から送信される送信信号は、情報信号及びパイロット信号がコード多重化されていることになる。

【0 0 0 4】スクランブルコードは、基地局毎に割り当てられ、第1のチャネライゼーションコードは、通信端末毎に毎に割り当てられている。そして、第2のチャネライゼーションコードとしては、その値が定常的に「1」となるコードが採用されているため、パイロット信号は、実質的に、スクランブルコードだけで、スペクトラム拡散されていることになる。そこで、通信端末は、受信信号のうち、スペクトラム拡散されたパイロット信号を利用してスクランブルコードを検出する。このスクランブルコードは、情報信号の逆拡散復調等の処理に用いられる。

【0 0 0 5】以下、CDMA通信端末の受信機におけるスクランブルコードのコード検出について図5を参照して説明する。図5は受信機の部分回路構成を示す。

【0 0 0 6】図5において、受信した信号 R_x は、準同期検波回路1に入力される。この準同期検波回路1は、受信信号 R_x に対し乗算器1 aにて $\cos(\omega t + \theta f_c(t))$ を掛け、また、乗算器1 bにて $-\sin(\omega t + \theta f_c(t))$ を掛けて直交検波を行い、さらにローパスフィルタ（LPF）1 c、1 dで、高調波成分を除去することにより、準同期検波信号I、Qを出力する。そして、A/D変換器2 aは、準同期検波信号Iをデジタル信号 I_D に変換し、A/D変換器2 bは、準同期検波信号Qをデジタル信号 Q_D に変換する。デジタル信号 I_D 、 Q_D は、コード検出器3に入力される。

【0 0 0 7】コード検出器3は、スクランブルコードの候補 $\{C1i, C1q \dots Cni, Cnq \text{ (nは自然数)}\}$ のうち、基地局で送信時に用いられたスクランブルコードを検出する。具体的には、コード検出器3は、相関検出器3 1、3 2、3 3...3 n、及び、最大値判定器3 0 0を有し、相関検出器3 1、3 2、3 3...3 nは、それぞれ、異なるコードと、デジタル信号 I_D 、 Q_D との相関出力を出力する。例えば、相関検出器3 1は、コード $C1i$ 、 $C1q$ とデジタル信号 I_D 、 Q_D との相関出力を出力し、相関検出器3 2は、コード $C2i$ 、 $C2q$ とデジタル信号 I_D 、 Q_D との相関出力を出力する。そして、相関検出器3 2は、コード Cni 、 Cnq とデジタル信号 I_D 、 Q_D との相関出力を出力する。

【0 0 0 8】最大値判定器3 0 0は、予め、相関検出器3 1~3 nで用いた各コード（ $C1i$ 、 $C1q \dots Cni$ 、 Cnq ）を記憶している。最大値判定器3 0 0は、相関検出器3 1、3 2、3 3...3 nの相関出力のうち最大値を求め、上記各コード（ $C1i$ 、 $C1q \dots Cni$ 、 Cnq ）のうち、上記最大値に対応するコードの識別信号（コードの番号を示す）を出力する。これにより、基地局で送信時に用いられたスクランブルコードが検出され、この検出されたスクランブルコードは、情報信号の逆拡散復調処理に用いられる。

【0009】次に、相関検出器の詳細について説明する。ここで、相関検出器として、電力型相関検出器と同相型相関検出器といった二種類の相関検出器が有り、先ず、電力型相関検出器について図6を参照して説明する。以下、コード（拡散符号）として、スクランブルコードの候補の1つであるコード（以下、コード C_i 、 C_q という）を採用した例について説明する。電力型相関検出器は、図6に示すように、逆拡散回路10、ダウンサンプリング器（DOWN）20a、20b、二乗器30a、30b、加算器40、及び、平均回路50を有する。

【0010】逆拡散回路10は、デジタル信号 I_D 、 Q_D に、基地局での送信時と同位相で、コード C_i 、 C_q の複素共役信号を複素乗算する。即ち、乗算器11、12、加算器13により、実数部信号 $I_S (= I \cdot C_i + Q \cdot C_q)$ を求めるとともに、乗算器14、15、加算器16により、虚数部信号 $Q_S (= Q \cdot C_i - I \cdot C_q)$ を求める。そして、その他のチャネルと信号等の干渉雑音を除去するために、積分器17、18によって、それぞれ、1シンボル長積分して、逆拡散信号 I_L 、 Q_L を得る。

【0011】ダウンサンプリング器20aは、逆拡散信号の実数部 I_L を1シンボル毎にダウンサンプリングすることにより、1シンボル毎の実数部の積分値 I_W を得る。ダウンサンプリング器20bは、逆拡散信号の虚数部 Q_L を1シンボル毎にダウンサンプリングすることにより、1シンボル毎の虚数部の積分値 Q_W を得る。但し、積分値 I_W 、 Q_W は、パイロット信号の復調信号に相当し、当該復調信号は、伝送路中のフェージング、ノイズ等の影響を受けている。また、二乗器30aは、実数部の積分値 I_W を順次二乗して二乗値 I_W^2 を求め、二乗器30bは、虚数部の積分値 Q_W を順次二乗して二乗値 Q_W^2 を求める。

【0012】加算器40は、二乗値 I_W^2 と二乗値 Q_W^2 とを順次加算して加算値 $(I_W^2 + Q_W^2)$ を求め、平均回路50は、所定シンボル数分の加算値 $(I_W^2 + Q_W^2)$ を平均しその平均値を相関出力として出力する。換言すれば、所定期間における積分値 I_W 、 Q_W の電力値 $(I_W^2 + Q_W^2)$ が求められ、この求められた電力値の平均値が相関出力 HD として求められることになる。

【0013】次に、同相型相関検出器の詳細について図7を参照して説明する。先ず、同相型相関検出器は、図7に示すように、逆拡散回路10、ダウンサンプリング器（DOWN）20a、20b、複素共役乗算器60、平均回路70a、70b、二乗器80a、80b、及び、加算器90を有する。但し、図7に示す逆拡散回路10及びダウンサンプリング器20a、20bは、図6に示す逆拡散回路10及びダウンサンプリング器20a、20bは、各々、同一である。

【0014】先ず、複素共役乗算器60には、ダウンサ

ンプリング器20aの積分値 I_W 、ダウンサンプリング器20bの積分値 Q_W 、及び、パイロット信号 D_p 、 D_q が入力される。複素共役乗算器60は、積分値 I_W 、 Q_W に、パイロット信号 D_p 、 D_q の複素共役信号を複素乗算する。すなわち、乗算器61、62、加算器63により、実数部信号 $I_V (= I_W \cdot D_i + Q_W \cdot D_q)$ を求めるとともに、乗算器64、65、加算器66により、虚数部信号 $Q_V (= Q_W \cdot D_i - I_W \cdot D_q)$ を求める。なお、以下、実数部信号 I_V 及び虚数部信号 Q_V を、乗算信号 I_V 、 Q_V という。

【0015】ここで、積分値 I_W 、 Q_W は、上述の如く、パイロット信号の復調信号に相当し、複素共役乗算器60は、積分値 I_W 、 Q_W に、パイロット信号 D_p 、 D_q の複素共役信号を複素乗算することにより、1シンボル毎に同相となる乗算信号 I_V 、 Q_V を得ることになる。すなわち、複素共役乗算器60は、積分値 I_W 、 Q_W （或いは、逆拡散信号 I_L 、 Q_L ）を、定常的に同一の位相となる乗算信号 I_V 、 Q_V （同相信号）に変換する変換手段の役割を果たす。具体的には、 I/Q 平面上にて、乗算信号 I_V 、 Q_V は、第1象限と第4象限との境界を成す I 軸（実軸）軸上に位置することになる。但し、乗算信号 I_V 、 Q_V は、伝送路中のフェージング、ノイズ、位相変動等の影響を受けているため、乗算信号 I_V 、 Q_V は、シンボル毎に位相の「ばらつき」を有する。

【0016】平均回路70aは、所定シンボル数分の乗算信号 I_V を平均し平均値 I_X を求め、平均回路70bは、所定シンボル数分の乗算信号 Q_V を平均し平均値 Q_X を求める。このことにより、平均回路70a、70bは、乗算信号 I_V 、 Q_V を所定期間に亘りベクトル平均することになる。換言すれば、平均回路70a、70bは、複素共役乗算器60とともに、逆拡散信号 I_L 、 Q_L （或いは、積分値 I_W 、 Q_W ）を、同相で、所定期間に亘りベクトル平均することになる。さらに、二乗器80aは、平均値 I_X を二乗して二乗値 I_X^2 を求め、二乗器80bは、平均値 Q_X を二乗して二乗値 Q_X^2 を求める。加算器90は、二乗値 I_X^2 と二乗値 Q_X^2 とを加算して加算値 $(I_X^2 + Q_X^2)$ を相関出力として出力する。

【0017】ここで、ノイズの位相はランダムに現れるため、上述の如く、平均回路70a、70bによって、乗算信号 I_V 、 Q_V を所定期間に亘りベクトル平均することにより、所定期間における乗算信号 I_V 、 Q_V のうち、ノイズ成分を相殺することができる。従って、同相型相関検出器の相関出力のうちノイズ成分を取り除き、ノイズによる相関出力の精度の劣化を抑えうる。

【0018】

【発明が解決しようとする課題】ところで、CDMA通信端末においては、電源ON直後に、その発振器の発振周波数と基地局の発振器の発振周波数との同期タイミン

グを検出する同期検出回路が採用され、発振器は、上記同期タイミングに基づき発振する。発振器は、寒暖差（温度変化）等の環境変化等によって、周波数変動を起こすため、CDMA通信端末では、上記周波数変動を抑制するように発振器を制御するAFC回路（自動周波数制御回路）が採用されている。

【0019】すなわち、CDMA通信端末では、電源ON直後に、同期検出回路が作動し、その後、AFC回路が作動を開始し、発振器の発振に基づいて各種処理が行われる。しかし、CDMA通信端末において、同期検出回路の作動開始後で、且つ、AFC回路の作動開始前に、上述したスクランブルコードの検出処理を行う場合、相関検出器は、周波数変動に関わらず、相関出力の精度を所定以上に保つ必要がある。

【0020】ここで、同相型相関検出器では、複素共役乗算器60は、上述の如く、ダウンサンプリング器20a、20bの積分値IW、QWを、1シンボル毎に、同相になるように位相回転するものの、周波数変動によって、積分値IW、QWがそのシンボル毎に位相変動を生じるとき、乗算信号IV、QVは、1シンボル毎に、同相にならず、位相の「ばらつき」が生じることになる。このような乗算信号IV、QVを、所定シンボル数分、ベクトル平均すると、mシンボル目の乗算信号IV、QVと、nシンボル目の乗算信号IV、QVとが打ち消され、相関出力（ $I^2X^2 + Q^2X^2$ ）が、その真の相関出力に比べて、極めて小さくなって、零に近い値になり得る。すなわち、同相型相関検出器では、周波数変動によって、相関出力の精度が極めて劣化することがある。

【0021】これに対して、電力型相関検出器では、周波数変動によって、ダウンサンプリング器20a、20bの積分値IW、QWの位相が変動するものの、積分値IW、QWの振幅は変動しない。ここで、相関出力としては、上述の如く、所定期間分の電力値（ $IW^2 + QW^2$ ）の平均値が求められるため、周波数変動による相関出力の精度を劣化を抑えることができる。しかし、電力型相関検出器では、積分値IW、QWのうちノイズ成分を含んだ状態で、電力値（ $IW^2 + QW^2$ ）、ひいては、相関出力HDが求められるため、ノイズ成分が大きいたときには、相関出力の精度が劣化することがある。

【0022】本発明は、上記点に鑑み、周波数変動に強く、且つ、耐ノイズ性に優れたスペクトラム拡散受信機の相関検出器を提供することを目的とする。

【0023】

【課題を解決するための手段】本発明は、上記目的を達成するために、請求項1に記載の発明においては、受信信号と拡散符号との相関出力を出力するスペクトラム拡散受信機の相関検出器であって、受信信号を直交検波する直交検波手段（1a、1b）と、直交検波手段の出力を前記拡散符号によって逆拡散して逆拡散信号を出力する逆拡散手段（10）と、逆拡散信号を定常的に同一位

相となる同相信号に変換する変換手段（60）と、同相信号を所定期間に亘りベクトル平均する第1の平均手段（70a、70b）と、第1の平均手段の出力の電力情報を求める第1の電力算出手段（80a、80b）と、逆拡散信号の電力情報を所定期間に亘り算出する第2の電力算出手段（30a、30b）と、第2の電力算出手段の出力を平均する第2の平均手段（50）と、第2の平均手段の出力と第1の電力算出手段の出力とに応じて相関出力を求める相関算出手段（100、110）とを有することを特徴とする。

【0024】ここで、同相信号にノイズが含まれるとき、第1の平均手段によって、ノイズを有する同相信号を、所定期間に亘りベクトル平均すると、同相信号のノイズが相殺されるため、ノイズによる第1平均手段の出力精度の劣化、ひいては、ノイズによる第1の電力算出手段の電力情報の精度の劣化を抑えうる。さらに、周波数変動によって、逆拡散信号の位相は変動するものの、逆拡散信号の振幅は変動しないため、周波数変動による第2の電力算出手段の出力の精度の劣化を抑えうるため、周波数変動による第2の平均手段の出力の精度の劣化を抑えることができる。このような第2の平均手段の出力と第1の電力算出手段の出力との双方に応じて、相関出力を求めるため、周波数変動に強く、且つ、耐ノイズ性に優れた相関出力を得ることができる。

【0025】具体的には、請求項2に記載の発明のように、相関算出手段は、第2の平均手段の出力と第1の電力算出手段の出力とのうち何れか一方に係数を乗算する乗算手段（100）と、係数を乗算された前記一方と、第2の平均手段の出力と第1の電力算出手段の出力のうち他方とを加算することにより、相関出力を求める加算手段（110）とを有するようにしてもよい。

【0026】因みに、上記各手段の括弧内の符号は、後述する一実施形態に記載の具体的手段との対応関係を示す一例である。

【0027】

【発明の実施の形態】図1に、本発明に係るCDMA通信端末の受信機の複合型相関検出器の一実施形態を示す。図1は、CDMA通信端末の受信機の複合型相関検出器の回路構成を示す。図1に示すように、複合型相関検出器は、両逆拡散回路10、両ダウンサンプリング器（DOWN）20a、20b、二乗器30a、30b、加算器40、平均回路50、複素共役乗算器60、平均回路70a、70b、二乗器80a、80b、加算器90、係数乗算器100、及び、加算器110を有する。但し、図1中、図4に示す同一符号のものは、同一物を示し、図1中、図5に示す同一符号のものは、同一物を示す。このように、本実施形態の複合型相関検出器は、電力型相関検出器と同相型検出器とを組み合わせた構成になっている。

【0028】先ず、係数乗算器100には、同相型相関

検出器の加算器90からの相関出力 ($IX^2 + QX^2$) が入力される。係数乗算器100は、加算器90からの相関出力 ($IX^2 + QX^2$) に係数Kを乗算し乗算結果 $\{K \cdot (IX^2 + QX^2)\}$ を求める。加算器110には、係数乗算器100の乗算結果 $\{K \cdot (IX^2 + QX^2)\}$ と、電力型相関検出器の平均回路50からの相関出力HDとが入力されて、加算器110は、乗算結果 $\{K \cdot (IX^2 + QX^2)\}$ と平均回路50からの相関出力HDとを加算して複合型相関出力を求める。

【0029】ここで、同相型相関検出器では、上述の如く、乗算信号IV、QVを所定期間に亘りベクトル平均すると、所定期間における乗算信号IV、QVのうち、ノイズ成分を相殺することができるため、ノイズによる相関出力の精度の劣化を抑えることができる。一方、電力型相関検出器では、周波数変動によって、ダウンサンプリング器20a、20bの積分値IW、QWの位相が変動するものの、積分値IW、QWの振幅は変動しない。相関出力としては、上述の如く、所定期間分の電力値 ($IW^2 + QW^2$) の平均値が求められるため、周波数変動による相関出力の精度を劣化を抑えることができる。

【0030】そこで、同相型相関検出器の相関出力 ($IX^2 + QX^2$) を、電力型相関検出器の相関出力の補助信号として、乗算結果 $\{K \cdot (IX^2 + QX^2)\}$ と電力型相関検出器の相関出力HDとを加算することにより、複合型相関出力を求めるため、周波数変動に強く、耐ノイズ性に優れた複合型相関出力を得ることができる。さらに、スクランブルコードの検出にあたり、複合型相関検出器を用いることにより、高精度のコード検出を行うことができる。

【0031】以下、図5の中の相関検出器31～3nの各々に対して、図1に示す複合型相関検出器を適用して、スクランブルコードを検出するシュミレーションをした例について図2を参照して説明する。図2中の横軸は、CDMA通信端末の発振器と、基地局の発振器との周波数のずれ (ppm) を示し、縦軸は、スクランブルコードの検出確率を示す。本シュミレーションにおいては、静特性で、且つ、 E_b/M_0 (ノイズ特性) は -4 dBである。累積加算数としては、パイロット信号 (CPICH) の10シンボル (1スロット) が採用されている。

【0032】なお、静特性とは、フェージング、ドップラシフトが無く、ガウス雑音だけが存在する状態である。また、累積加算数は、平均回路70a、70b、50で平均処理にて用いられたシンボル数を示し、係数乗算器100の係数Kとしては「1」が採用されている ($K=1$)。図2に示すように、約0.1ppm～約0.6ppmの周波数のずれがあるときには、複合型相関器 (電力+同相) の方が、同相型相関検出器及び電力型相関検出器の双方に比べて、スクランブルコードの検

出確率が高いことが分かる。

【0033】さらに、上記実施形態では、複合型相関検出器としては、図1に示すように、両逆拡散回路10、両ダウンサンプリング器 (DOWN) 20a、20bを採用した例について説明したが、これに限らず、図3に示すように、両ダウンサンプリング器 (DOWN) 20aとしては、各々、同一の役割を果たすため、両ダウンサンプリング器20aのうち一方だけを採用し、両ダウンサンプリング器20bのうち一方だけを採用するようにしてもよい。これに加えて、両逆拡散回路10は、各々、同一の役割を果たすので、両逆拡散回路10のうち一方だけを採用するようにしてもよい。以上により、図3に示す複合型相関検出器では、逆拡散回路10及びダウンサンプリング器20a、20bを共通利用していることになるため、回路構成を簡素化できる。

【0034】さらに、スクランブルコード等の各種相関検出の処理にあたり、図5に示すコード検出器3に代えて、図4に示すコード検出器3Aを採用して、デジタル信号 I_D 、 Q_D と、スクランブルコードの候補 $\{C1i$ 、 $C1q \dots Cni$ 、 $Cnq\}$ とを時分割的に相関検出を求めるようにしてもよい。すなわち、図4に示すように、1つの相関検出器400を採用して、相関検出器410に、スクランブルコードの候補を種類毎に一定期間 {例えば、10シンボル (1スロット)} 入力する。これにより、相関検出器3は、時分割で、スクランブルコードの候補を種類毎に相関出力を求め、この求められた各相関出力は、メモリ420に記憶され、最大値判定420は、メモリ420から各相関出力を読み出し、図5に示す最大値判定器300と同様に、基地局で送信時に用いられたスクランブルコードを検出しその識別信号を出力する。

【0035】さらに、上記実施形態では、逆拡散回路10の逆拡散信号IL、QLの電力情報として、ダウンサンプリング器20a、20bの積分値IW、QWの電力値 ($IW^2 + QW^2$) を採用した例について説明したが、これに限らず、積分値IW、QWの振幅 ($IW^2 + QW^2$)^{1/2}を採用し、所定シンボル数分における積分値IW、QWの振幅 ($IW^2 + QW^2$)^{1/2}の平均値を、相関検出HDとして求めるようにしてもよい。この場合、加算器90の加算値 ($IX^2 + QX^2$) に代えて、平均値IX、QXの振幅 ($IX^2 + QX^2$)^{1/2}を採用するようにしておく。

【0036】さらに、上記実施形態では、同相型相関検出器の相関出力と電力型相関検出器の相関出力との複合型相関出力を求めるにあたり、同相型相関検出器の相関出力 ($IX^2 + QX^2$) を、電力型相関検出器の相関出力の補助信号として、乗算結果 $\{K \cdot (IX^2 + QX^2)\}$ と電力型相関検出器の相関出力HDとを加算する例について説明したが、これに限らず、同相型相関検出器の相関出力と電力型相関検出器の相関出力との双方に応じ

て、複合型相関出力を求めるのであれば、同相型相関検出器の相関出力と電力型相関検出器の相関出力との双方を何れの処理を成して求めるようにしてもよい。

【0037】例えば、複合型相関出力を求めるにあたり、電力型相関検出器の相関出力HDを、同相型相関検出器の相関出力(IX^2+QX^2)の補助信号として、相関出力HDに係数を乗算し、その乗算結果を同相型相関検出器の相関出力(IX^2+QX^2)に加算して、複合型相関出力を求めてもよい。

【0038】なお、本発明の実施にあたり、複合型相関器としては、CDMA通信端末、W-CDMA通信端末、若しくは、基地局等の各種相関検出の処理に適用してもよい。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明に係る一実施形態の複合型相関器の回路構成を示すブロック図である。

【図2】上記複合型相関器を採用してスクランブルコー

ドの検出を行うシュミレーションの結果を示す図である。

【図3】上記実施形態の変形例の複合型相関器の回路構成を示すブロック図である。

【図4】コードを検出するコード検出器の回路構成を示すブロック図である。

【図5】コードを検出するコード検出器の回路構成を示すブロック図である。

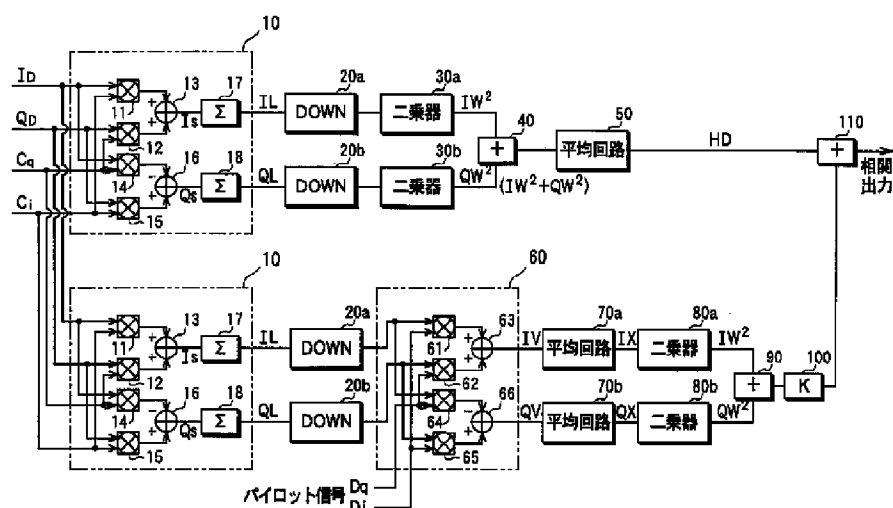
【図6】電力型相関検出器の回路構成を示すブロック図である。

【図7】同相型相関検出器の回路構成を示すブロック図である。

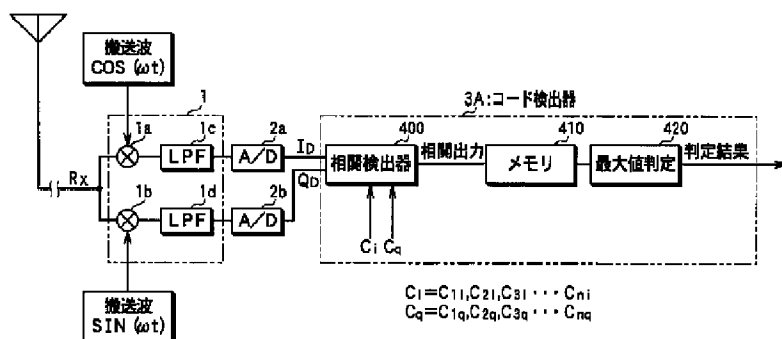
【符号の説明】

10…逆拡散回路、40…加算器、50…平均回路、60…複素共役乗算器、70a、70b…平均回路、80a、80b…二乗器、90…加算器、100…係数乗算器、110…加算器。

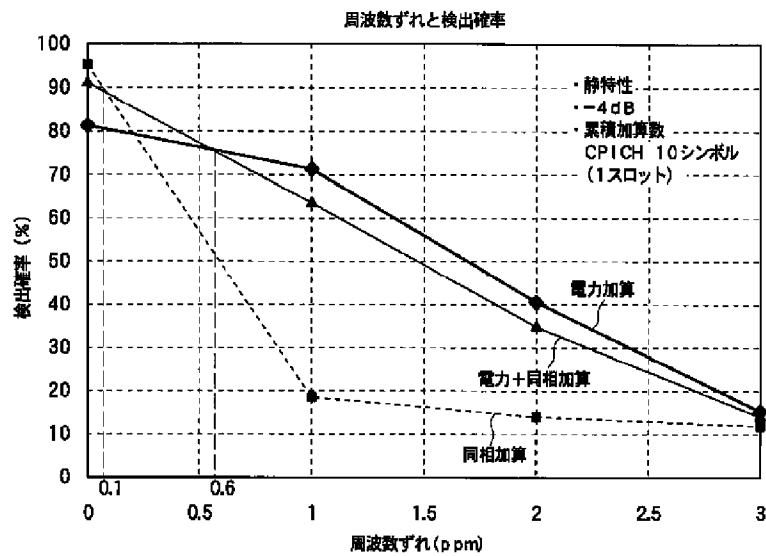
【図1】



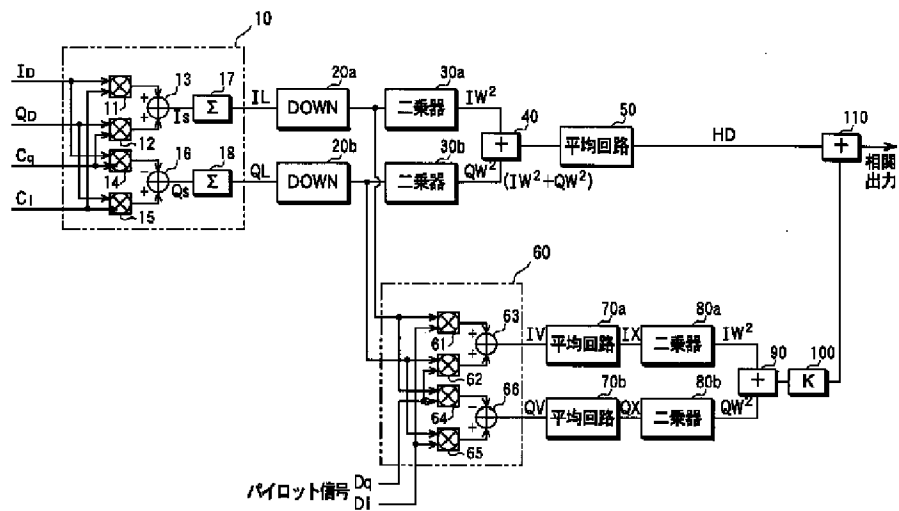
【図4】



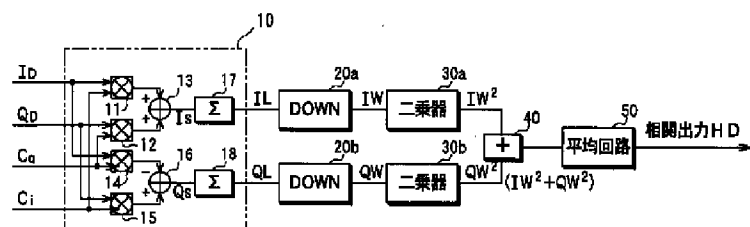
【図 2】



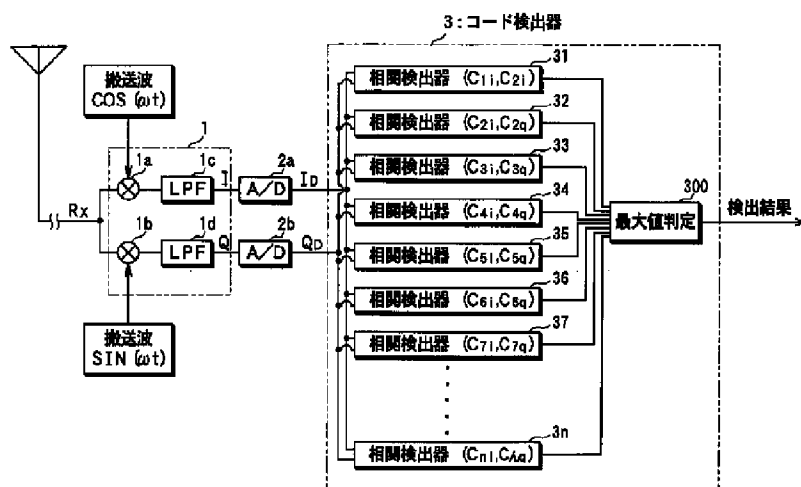
【図 3】



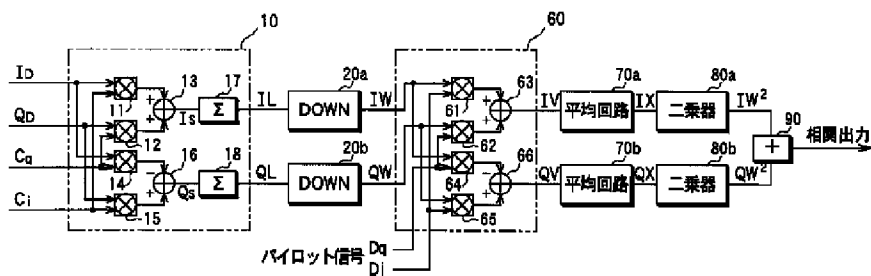
【図 6】



【図 5】



【図 7】



フロントページの続き

(72)発明者 盛田 英之
愛知県西尾市下羽角町岩谷14番地 株式会
社日本自動車部品総合研究所内

(72)発明者 佐藤 龍哉
愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地 株式会
社デンソー内

Fターム(参考) 5K022 EE01 EE31

5K052 AA01 AA12 BB02 BB15 CC06
DD04 EE17 FF32 GG19 GG20
GG45